

Docket No.: 041-2082

D. J.
#3-2-3-02
Priority Papers
PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of

Shunsuke HIRANO et al.

Serial No.

Filed: December 28, 2001

:
:
:
:
: Group Art Unit:
:
: Examiner:
:



For: FREQUENCY SYNTHESIZER AND METHOD OF GENERATING FREQUENCY-DIVIDED SIGNAL

CLAIM OF PRIORITY

Commissioner For Patents
Washington, D.C. 20231

Dear Sir:

In accordance with the provisions of 35 U.S.C. 119, Applicants hereby claim the priority of:

Japanese Patent Application No. 2001-2901

cited in the Declaration of the present application.

A Certified copy is attached.

Respectfully submitted,

LOWE HAUPTMAN GILMAN & BERNER, LLP

Michael G. Gilman
Registration No. 19,114

USPTO Customer No. 22429
1700 Diagonal Road, Suite 310
Alexandria, Virginia 22314
(703) 684-1111
(703) 518-5499 Facsimile
MGG/vgg

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 1月10日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-002901

出 願 人

Applicant(s):

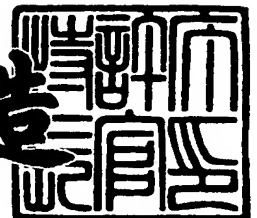
松下電器産業株式会社



2001年11月16日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3100202

【書類名】 特許願

【整理番号】 2908125864

【提出日】 平成13年 1月10日

【あて先】 特許庁長官 及川 耕造 殿

【国際特許分類】 H03L 07/16

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信
工業株式会社内

 【氏名】 平野 俊介

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信
工業株式会社内

 【氏名】 安永 毅

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信
工業株式会社内

 【氏名】 宮原 泰徳

【特許出願人】

 【識別番号】 000005821

 【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

 【識別番号】 100099254

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 役 昌明

【選任した代理人】

 【識別番号】 100100918

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 大橋 公治

【選任した代理人】

【識別番号】 100105485

【弁理士】

【氏名又は名称】 平野 雅典

【選任した代理人】

【識別番号】 100108729

【弁理士】

【氏名又は名称】 林 紘樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 037419

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9102150

【包括委任状番号】 9116348

【包括委任状番号】 9600935

【包括委任状番号】 9700485

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 周波数シンセサイザと周波数生成方法

【特許請求の範囲】

【請求項1】 制御電圧端子に印加される電圧に応じた周波数の信号を発振する電圧制御発振器と、前記電圧制御発振器の出力信号の周波数を分周した信号を出力する第1の分周器と、基準信号と前記第1の分周器の出力した信号との位相を比較してその位相差を出力する位相比較器と、前記位相比較器の出力した信号を平均化して前記電圧制御発振器の制御電圧端子に出力するループフィルタとを備える周波数シンセサイザにおいて、

前記電圧制御発振器の出力信号の周波数を分周した分周信号と前記電圧制御発振器の出力した信号とをミキシングして出力する第1のミキサと、

前記電圧制御発振器の出力信号の周波数を分周して、前記第1のミキサに入力される前記分周信号を生成する分周手段とを備えることを特徴とする周波数シンセサイザ。

【請求項2】 前記分周手段として、前記電圧制御発振器の出力信号の周波数を分周する第2の分周器を備えることを特徴とする請求項1に記載の周波数シンセサイザ。

【請求項3】 前記第2の分周器は、分周比の切り換えが可能であることを特徴とする請求項2に記載の周波数シンセサイザ。

【請求項4】 前記第1の分周器が、従属接続されたプリスケアラと第3の分周器とを備え、前記プリスケアラを前記分周手段とし、前記プリスケアラの出力した信号を前記第1のミキサに入力することを特徴とする請求項1に記載の周波数シンセサイザ。

【請求項5】 前記第1のミキサは、前記電圧制御発振器の出力信号から90°位相が異なる信号を生成する第1の90°移相器と、前記分周手段の出力信号から90°位相が異なる信号を生成する第2の90°移相器と、

前記第1の90°移相器の出力信号と前記第2の90°移相器の出力信号とを

ミキシングする第2のミキサと、

前記第1の90°移相器の他方の出力信号と、前記第2の90°移相器の他方の出力信号とをミキシングする第3のミキサと、

前記第2のミキサの出力信号と前記第3のミキサの出力信号とを加算する加算器と

を備えることを特徴とする請求項1から4のいずれかに記載の周波数シンセサイザ。

【請求項6】 前記第1のミキサは、外部からの制御信号で、ダウンコンバージョンミキサまたはアップコンバージョンミキサの動作モードへの切り換えが可能であることを特徴とする請求項1から5のいずれかに記載の周波数シンセサイザ。

【請求項7】 前記分周手段の分周比が固定値であることを特徴とする請求項1、2または4に記載の周波数シンセサイザ。

【請求項8】 前記第1の分周器または前記第3の分周器は、平均値が所望の分周比となるように分周比を時間的に変化するフラクショナル分周器であることを特徴とする請求項1から6のいずれかに記載の周波数シンセサイザ。

【請求項9】 電圧制御発振器で、制御電圧端子に印加される電圧に応じた周波数の信号を発振し、第1の分周器で、前記電圧制御発振器の出力信号の周波数を分周した信号を出力し、位相比較器で、基準信号と前記第1の分周器が出力した信号との位相を比較してその位相差を出力し、ループフィルタで、前記位相比較器が出力した信号を平均化して前記電圧制御発振器の制御電圧端子に出力する周波数生成方法において、

前記電圧制御発振器の出力信号の周波数を分周した分周信号と前記電圧制御発振器が出力した信号とを第1のミキサでミキシングして出力することを特徴とする周波数生成方法。

【請求項10】 前記電圧制御発振器の出力信号の周波数を第2の分周器で分周し、前記第2の分周器から出力される信号を前記分周信号として前記第1のミキサに入力することを特徴とする請求項9に記載の周波数生成方法。

【請求項11】 前記第2の分周器の分周比を切り換えて、前記第1のミキ

サから出力する信号の周波数帯域を変化させることを特徴とする請求項10に記載の周波数生成方法。

【請求項12】 前記第1の分周器を、プリスケアラと第3の分周器とで構成し、前記電圧制御発振器が出力した信号の周波数を前記プリスケアラで分周し、前記プリスケアラの出力信号の周波数を前記第3の分周器で分周して前記位相比較器に入力し、前記プリスケアラの出力信号を前記分周信号として前記第1のミキサに入力することを特徴とする請求項9に記載の周波数生成方法。

【請求項13】 前記第1のミキサが、第1の90°移相器で、前記電圧制御発振器の出力信号から90°位相が異なる信号を生成し、第2の90°移相器で、前記分周手段の出力信号から90°位相が異なる信号を生成し、第2のミキサで、前記第1の90°移相器の出力信号と前記第2の90°移相器の出力信号とをミキシングし、第3のミキサで、前記第1の90°移相器の他方の出力信号と、前記第2の90°移相器の他方の出力信号とをミキシングし、加算器で、前記第2のミキサの出力信号と前記第3のミキサの出力信号とを加算して出力することを特徴とする請求項9から12のいずれかに記載の周波数生成方法。

【請求項14】 前記第1のミキサを、外部からの制御信号で、ダウンコンバージョンミキサまたはアップコンバージョンミキサの動作モードに切り換えて、前記第1のミキサから出力する信号の周波数帯域を変化させることを特徴とする請求項9から13のいずれかに記載の周波数生成方法。

【請求項15】 前記第2の分周器または前記プリスケアラの分周比を固定値に保つことを特徴とする請求項14に記載の周波数生成方法。

【請求項16】 前記第1の分周器または前記第3の分周器の分周比を、平均値が所望の分周比となるように時間的に変化させることを特徴とする請求項9から15のいずれかに記載の周波数生成方法。

【請求項17】 請求項1から8のいずれかに記載の周波数シンセサイザを備えることを特徴とする移動無線機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、移動無線機等で使用される周波数シンセサイザと、それを用いた周波数生成方法に関し、特に、広い周波数帯域に渡って、良好なC/N特性が安定的に得られるようにしたものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

携帯電話のような移動無線機の場合、周波数シンセサイザは基準信号から任意の局部発振周波数を作り出すために使用される。最近では周波数帯域の異なる複数の移動通信方式（例えばGSMとIMT2000など）に1台で対応できる携帯電話の実現が望まれている。これに対応するためには、周波数シンセサイザは広い周波数範囲で動作する必要がある。

【 0 0 0 3 】

このような携帯電話で使用される周波数シンセサイザは、図4に示すように、周波数制御電圧端子に印加される電圧(V_t)に応じた周波数の信号を発振し、周波数帯域制御信号に応じて周波数帯域を変えることができる電圧制御発振器（以下、VCOと云う）1と、VCO1の出力信号（以下、 f_{vco} と云う）の周波数を分周する可変分周器2と、可変分周器2の出力信号（以下、 f_{div} と云う）と基準信号（以下、 f_{ref} と云う）との位相を比較して位相差を出力する位相比較器3と、位相比較器3の出力信号を平均化するループフィルタ4とを備えている。

【 0 0 0 4 】

図5は、図4のVCO1の原理を表す回路図である。並列接続されたコンデンサC0と負性抵抗部-RとインダクタLと、縦続接続されたコンデンサC1と可変容量Cvとを備えており、コンデンサC1と可変容量Cvとの縦続接続はコンデンサC0と並列に接続されている。また、縦続接続されたコンデンサC2とスイッチSWとを備えており、コンデンサC2とスイッチSWとの縦続接続はコンデンサC0と並列に接続されている。

【 0 0 0 5 】

次に図5の動作について説明する。負性抵抗部-R、コンデンサC0、インダクタLの並列接続部分は、トランジスタ等の能動素子（この能動素子には電源電圧が供給され、電力を生成する）を有する並列共振回路であり、負性抵抗部-Rは、電

力を生成するという意味で通常の抵抗とは異なる。このVCOの発振周波数は、スイッチSWがオフの場合は式(1)で、スイッチSWがオンの場合は式(2)で表される。

【0006】

$$f_{vco}|_{SW=OFF} = 1 / 2\pi \sqrt{L(C_0 + C_1 \cdot C_v / (C_1 + C_v))} \quad \dots (1)$$

$$f_{vco}|_{SW=ON} = 1 / 2\pi \sqrt{L(C_0 + C_2 + C_1 \cdot C_v / (C_1 + C_v))} \quad \dots (2)$$

このように、このVCOは、スイッチSWのオン／オフで発振周波数帯域を変えることができる。

【0007】

このVCOを図4の周波数シンセサイザに用いた場合、可変容量Cvに制御電圧が印加され、これにより可変容量Cvの容量値が変化し、その結果、発振周波数f_{vco}が変化する。

【0008】

このような周波数シンセサイザは、可変分周器2の分周比が変更されると、それに伴いf_{div}の周波数が変化し、これにより位相比較器3は位相誤差を出力し、ループフィルタ4を介してVCO1の周波数制御電圧端子の電圧(V_t)を変化させ、f_{vco}を変化させる。

【0009】

このように、周波数シンセサイザは負帰還ループを構成しており、最終的にf_{ref}とf_{div}との位相が一致したところで位相ロックし、VCO1の出力周波数は安定する。また、周波数帯域制御信号を、所望の周波数帯域を発振するように変化させ、且つ、可変分周器2の分周比も変化させると、異なる周波数帯域で位相ロックする。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、このような周波数帯域切換機能を有する周波数シンセサイザでは、VCOを構成する容量値を切り換えて周波数帯域を変化させるため、VCOの制御感度(制御電圧1V当たりの発振周波数の変化幅、単位[Hz/V])も同時に変化してしまい、周波数シンセサイザのC/Nが、選択した周波数帯域によって変化する。

るという問題がある。

【 0 0 1 1 】

また、周波数帯域を広く切り換えようとする、容量値の切り換えだけでは不十分であり、インダクタ値の切換えも同時に必要になり、回路規模が増大する。無理に容量値だけで切り換えようとする、インダクタ値と容量値とのバランスが悪くなって発振強度が弱くなり、出力レベルの低下、時には発振停止を招いてしまう。

【 0 0 1 2 】

また、共振回路内にスイッチ等を付加することは、スイッチのオン抵抗や寄生容量などが発振器のQを低下させ、VCO自体のC/Nを劣化させる。

【 0 0 1 3 】

また、このような周波数シンセサイザを移動無線機で使用した場合、使用する周波数帯域によって通信品質が変化してしまう。

【 0 0 1 4 】

本発明は、こうした従来の問題点を解決するものであり、C/N特性の大きな変化を伴わずに周波数帯域を切り換えることができる周波数シンセサイザを提供し、また、それを用いた周波数生成方法を提供することを目的としている。

【 0 0 1 5 】

【課題を解決するための手段】

そこで、本発明では、制御電圧端子に印加される電圧に応じた周波数の信号を発振するVCOと、前記VCOの出力信号の周波数を分周した信号を出力する第1の分周器と、基準信号と前記第1の分周器の出力した信号との位相を比較してその位相差を出力する位相比較器と、前記位相比較器の出力した信号を平均化して前記VCOの制御電圧端子に出力するループフィルタとを備える周波数シンセサイザにおいて、前記VCOの出力信号の周波数を分周した分周信号と前記VCOの出力した信号とをミキシングして出力する第1のミキサと、前記VCOの出力信号の周波数を分周して、前記第1のミキサに入力される前記分周信号を生成する分周手段とを設けている。

【 0 0 1 6 】

また、VCOで、制御電圧端子に印加される電圧に応じた周波数の信号を発振し、第1の分周器で、前記VCOの出力信号の周波数を分周した信号を出力し、位相比較器で、基準信号と前記第1の分周器が出力した信号との位相を比較してその位相差を出力し、ループフィルタで、前記位相比較器が出力した信号を平均化して前記VCOの制御電圧端子に出力する周波数生成方法において、前記VCOの出力信号の周波数を分周した分周信号と前記VCOが出力した信号とを第1のミキサでミキシングして出力するようにしている。

【0017】

この周波数シンセサイザでは、周波数帯域の切換えを、分周手段の分周比を切り換えたり、あるいは、第1のミキサの動作モードをダウンコンバージョンミキサまたはアップコンバージョンミキサの動作モードに切り換えることにより設定できる。従って、PLLと無関係に周波数帯域を切り換えることができる。そのため、周波数帯域を切換えても、ループの特性は変化せず、VCOの制御感度やC/Nは変化しない。また、発振回路内にスイッチ等の周波数帯域切換機能を含まないで、発振回路のQを上げることができ、VCO自体のC/N特性を向上させることができる。そのため、発振強度の低下や発振停止などを招くことも無い。

【0018】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて説明する。なお、図4に示す従来技術における部材と同一の部材には同一の符号を付すことで詳細な説明は省略した。

【0019】

(第1の実施形態)

本発明の第1の実施形態における周波数シンセサイザは、図1に示すように、制御信号に応じて設定される分周比でVCO1の出力信号を分周する分周器5と、分周器5の出力とVCO1の出力とをミキシングするミキサ6とを備えている点が従来の周波数シンセサイザ(図4)と異なる。また、VCO1に周波数帯域切換機能が無い点も異なっている。なお、ここでは簡単のために、分周器5の分

周比は m_1 及び m_2 に切り換えられるものとし、分周器5の出力信号を $fvco/m$ (m は m_1 または m_2) とする。また、ミキサ6は、位相制御信号によりアップコンバートミキサとダウンコンバートミキサとの切り換えが可能なイメージ除去ミキサである。

【0020】

次に図1の動作を説明する。VCO1は、従来の周波数シンセサイザの動作で説明したような過程を経て位相ロックに至る。

【0021】

まず、ミキサ6をアップコンバートミキサとして使用したとする。分周器5の分周比を m_1 または m_2 と設定した時のミキサ6の出力信号は、それぞれ $fvco+fvco/m_1$ 、 $fvco+fvco/m_2$ となり、分周器5の分周比を切り換えることで $fvco/m_1-fvco/m_2$ に相当する帯域を変化させることができる。

【0022】

次にミキサ6をダウンコンバートミキサとして使用したとする。分周器5の分周比を m_1 または m_2 と設定した時のミキサ6の出力信号は、それぞれ $fvco-fvco/m_1$ 、 $fvco-fvco/m_2$ となり、分周器5の分周比を切り換えることで $fvco/m_2-fvco/m_1$ に相当する帯域を変化させることができる。

【0023】

また、分周器5の分周比を固定（ここでは m_1 固定とする）にして、ミキサ6のアップコンバートとダウンコンバートの切換で周波数帯域の切り換えを行うこともできる。この時のミキサ6の出力は、それぞれ $fvco+fvco/m_1$ 、 $fvco-fvco/m_1$ となり、 $2 \times fvco/m_1$ に相当する帯域を変化させることができる。

【0024】

また、一般にある信号を分周すると C/N が改善することが知られているが、本発明の周波数シンセサイザにおいては、VCO1の出力信号を分周した信号とVCO1の出力信号とをミキシングするため、ミキサ6の出力の C/N はほとんどVCO1出力の C/N で決まる。従って、周波数帯域を変化させたときに大きく C/N が変化することは無い。

【0025】

次に図2を用いてミキサ6の構成を詳細に説明する。このミキサ6は、VCO1の出力信号fvcoを位相差が 90° 異なる二つの信号($\cos \alpha$ 、 $\sin \alpha$ 、 $\alpha = 2\pi \cdot \text{fvco} \cdot t$)に分割する第1の 90° 移相器61と、分周器5の出力信号を位相差が 90° 異なる二つの信号($\cos \beta$ 、 $\sin \beta$ 、 $\beta = 2\pi \cdot (\text{fvco}/m) \cdot t$)に分割する第2の 90° 移相器62と、前記2つの 90° 移相器61、62の出力信号の一方ずつをそれぞれミキシングする第1のミキサ63と第2のミキサ64と、前記2つのミキサ63、64の出力信号を加算する加算器65とを備えている。

【0026】

また、第2の 90° 移相器62には位相制御信号が入力される。第2の 90° 移相器62は、この位相制御信号により、出力信号 $\sin \beta$ の代わりに、位相を反転した信号 $-\sin \beta$ を出力する。移相器をIC化する際には差動回路で構成するのが一般的であり、位相反転は正相信号と逆相信号とを入れ替えるだけなので容易に構成できる。

【0027】

次にミキサ6の動作を計算式を用いて説明する。ミキサ63は 90° 移相器61の出力信号 $\cos \alpha$ と、 90° 移相器62の出力信号 $\cos \beta$ とをミキシングして式(3)で表される信号を出力する。

【0028】

$$\begin{aligned} (\text{ミキサ63の出力信号}) &= \cos \alpha \cos \beta \\ &= 1/2 \{ \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta) \} \quad \cdots (3) \end{aligned}$$

また、第2の 90° 移相器62に入力する位相制御信号が、この 90° 移相器62の出力として $\sin \beta$ を選択していたとすると、ミキサ64は、第1の 90° 移相器61の出力信号 $\sin \alpha$ と、第2の 90° 移相器62の出力信号 $\sin \beta$ とをミキシングして式(4)で表される信号を出力する。

【0029】

$$\begin{aligned} (\text{ミキサ64の出力信号}) &= \sin \alpha \sin \beta \\ &= 1/2 \{ \cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta) \} \quad \cdots (4) \end{aligned}$$

式(3)、式(4)より、加算器65の出力信号(ミキサ6の出力信号と同じ)は、

$$(\text{加算器65の出力信号}) = \cos(\alpha + \beta) \quad \dots (5)$$

となる。

【 0 0 3 0 】

このようにミキサ6の出力ではイメージ成分 $\cos(\alpha - \beta)$ が除去され、周波数 $f_{vco} + f_{vco}/m$ の信号が出力され、アップコンバートミキサとして動作する。

【 0 0 3 1 】

一方、第2の 90° 移相器62に入力する位相制御信号が、この 90° 移相器62の出力として $-\sin\beta$ を選択していたとすると、ミキサ64は、第1の 90° 移相器61の出力信号 $\sin\alpha$ と、第2の 90° 移相器62の出力信号 $-\sin\beta$ とをミキシングして式(6)で表される信号を出力する。

【 0 0 3 2 】

$$\begin{aligned} (\text{ミキサ64の出力信号}) &= -\sin\alpha \sin\beta \\ &= -1/2 \{ \cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta) \} \quad \dots (6) \end{aligned}$$

式(3)、式(6)より、加算器65の出力信号(ミキサ6の出力信号と同じ)は、

$$(\text{加算器65の出力信号}) = \cos(\alpha - \beta) \quad \dots (7)$$

となる。

【 0 0 3 3 】

このようにミキサ6の出力ではイメージ成分 $\cos(\alpha + \beta)$ が除去され、周波数 $f_{vco} - f_{vco}/m$ の信号が出力され、ダウンコンバートミキサとして動作する。

【 0 0 3 4 】

以上のように、本発明の周波数シンセサイザでは、周波数帯域を切り換える場合に、分周器5の分周比やミキサ6の動作モードを制御するだけでよく、PLLとは無関係に設定できる。そのため、周波数帯域を切り換えても、ループの特性は変化せず、VCOの制御感度やC/Nは変化することが無い。

【 0 0 3 5 】

また、発振回路内にスイッチ等の周波数帯域切換機能を含まないのも、発振回路のQを上げることができ、VCO自体のC/N特性を向上させることができる。また、発振強度の低下や発振停止などを招くことは無い。

【0036】

また、ミキサ6の出力周波数が大きく変化するためにミキサ6をイメージ除去ミキサとしている。それ故、後段にイメージ抑圧用の可変帯域フィルタは必要ではない。

【0037】

また、ミキサ6をアップコンバート、ダウンコンバートどちらでも使用できるように構成したため、より広い範囲の周波数帯域の切換が可能である。

【0038】

なお、上記説明では分周器5の分周比を2値の切換としたが、何値の切換でも同様の考え方で実現できる。こうした場合には、周波数帯域の切換幅の自由度が増える。

【0039】

また、分周器5の分周比切換機能があれば、ミキサ6のアップ／ダウンの切換機能は無くても良い。この場合、回路規模を小さくすることができる。

【0040】

また、ミキサ6のアップ／ダウン切換を使用する際には、分周器5の分周比は固定値でもよい。この場合、回路規模を小さくできる。

【0041】

また、可変分周器2は、一般的に知られているフラクショナルN方式の様に、分周比が時間的に変化する構成であっても同様の効果が得られる。この場合、VCO1出力で得られる周波数ステップをfrefよりも細かく設定できるので、分周器5の分周比の設定に自由度が増す。

【0042】

また、このような周波数シンセサイザを移動無線機に備えた場合、使用する周波数帯域によらず安定な通信品質を保つことができる。

【0043】

(第2の実施形態)

本発明の第2の実施形態における周波数シンセサイザは、図3に示すように、分周器2をプリスケアラ21と分周器22とに分割し、プリスケアラ21の出力をミキ

サ 6 に接続している点が第 1 の実施形態（図 1）と異なっている。この構成では、図 1 の分周器 5 を必要としない。

【 0 0 4 4 】

図 3 の動作について説明する。今、プリスケアラ 21 の分周比を m_1 とする。また、図 3 の分周器 22 には、図 1 の分周器 2 の分周比の $1/m_1$ 倍の分周比を設定する。この時、分周器 2 の出力信号 f_{div} は、図 1 の場合と同じになり、また、ミキサ 6 には、図 1 の場合と同様に f_{vco}/m が出力される。そのため、図 1 と図 3 とで得られるミキサ 6 の出力は全く同じになる。従って、図 1 の分周器 5 を持たなくても、第 1 の実施形態と同様の効果が得られる。

【 0 0 4 5 】

携帯電話等の移動無線機では VCO の発振周波数は数百 MHz から数 GHz であり、その周波数を分周する分周器の消費電力は大きい。従って、第 2 の実施形態に示す周波数シンセサイザを移動無線機に搭載する場合には、VCO の発振周波数を分周する分周器の数を減らすことができ、移動無線機における消費電力の低減を図ることができる。

【 0 0 4 6 】

【発明の効果】

以上の説明より明らかなように、本発明の周波数シンセサイザ及び周波数生成方法では、周波数帯域を切り換えても C/N 特性が大きく変化することが無く、周波数帯域を広く切り換えることができる。

【 0 0 4 7 】

また、PLL の分周器をプリスケアラと分周器との従属接続で構成し、プリスケアラの出力をミキサにも入力するようにしたものでは、VCO 出力信号の周波数で動作する分周器の数を削減することができ、消費電力を低減できる。

【 0 0 4 8 】

また、2 つの移相器と 2 つのミキサと加算器とで構成したミキサは、加算器の出力周波数が広く変化してもイメージ成分が除去されるため、後段にイメージ抑圧用の可変帯域フィルタを設ける必要がない。

【 0 0 4 9 】

また、ミキサの動作モードの切換えで周波数帯域の切換えが可能である。この場合、ミキサ入力用の分周信号を生成する分周器やプリスケーラの分周比を固定値とすることができ、回路を簡素化できる。

【 0 0 5 0 】

また、この周波数シンセサイザを移動無線機に備えた場合、使用する周波数帯域によらず安定な通信品質を保つことができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施形態における周波数シンセサイザのブロック図、

【図 2】

本発明の実施形態におけるミキサのブロック図、

【図 3】

本発明の第 2 の実施形態における周波数シンセサイザのブロック図、

【図 4】

従来の周波数シンセサイザのブロック図、

【図 5】

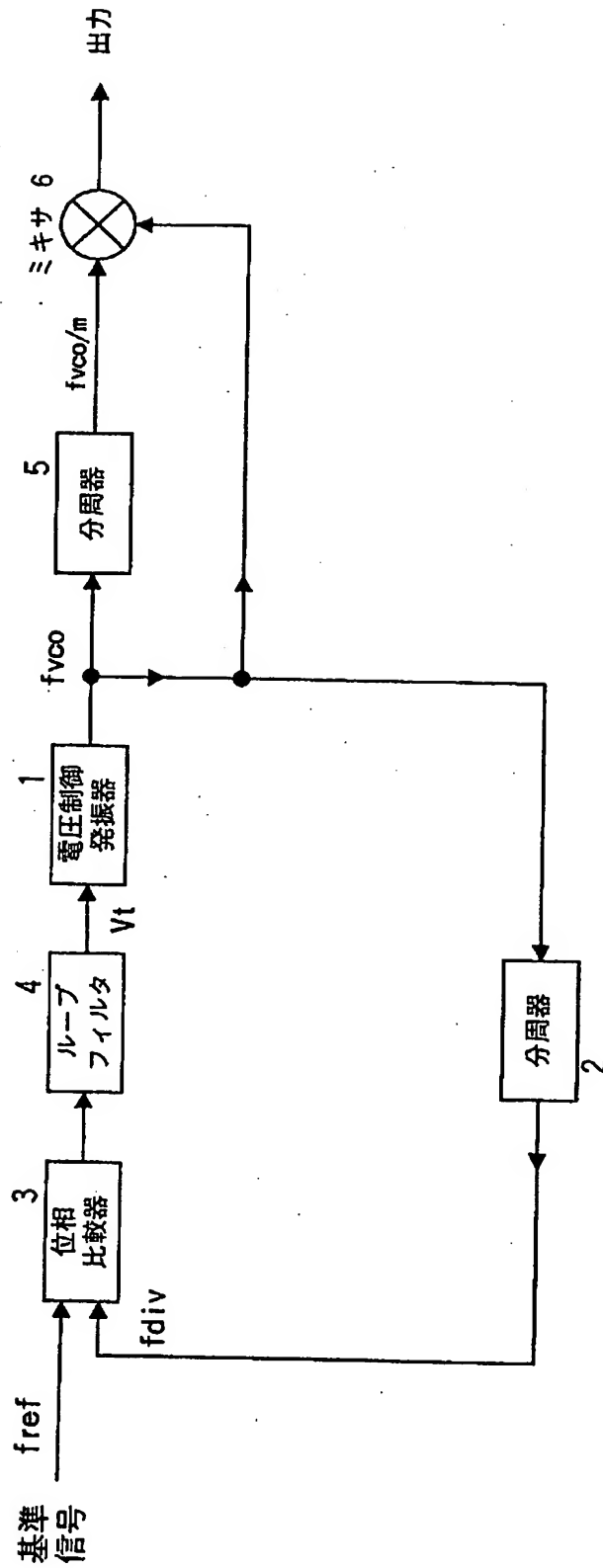
従来の周波数シンセサイザにおける VCO の原理を示す回路図である。

【符号の説明】

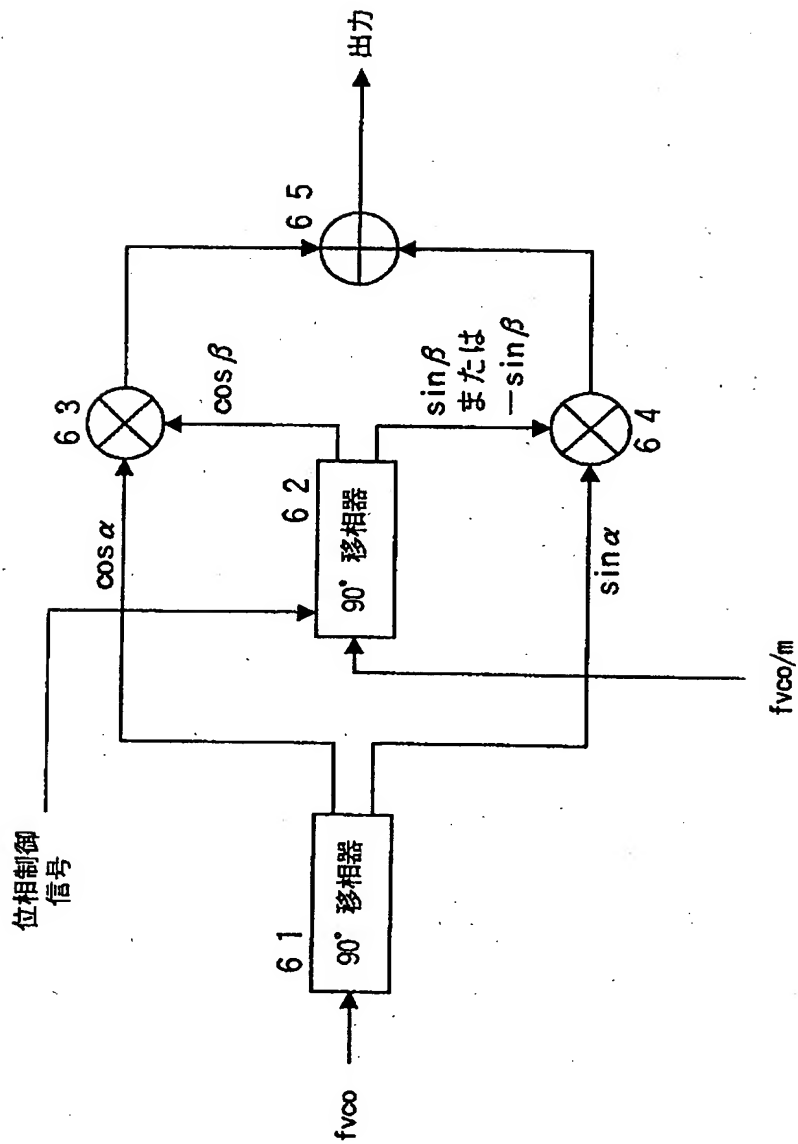
- 1 VCO
- 2、5、22 分周器
- 3 位相比較器
- 4 ループフィルタ
- 6、63、64 ミキサ
- 21 プリスケーラ
- 61、62 90° 移相器
- 65 加算器

【書類名】 図面

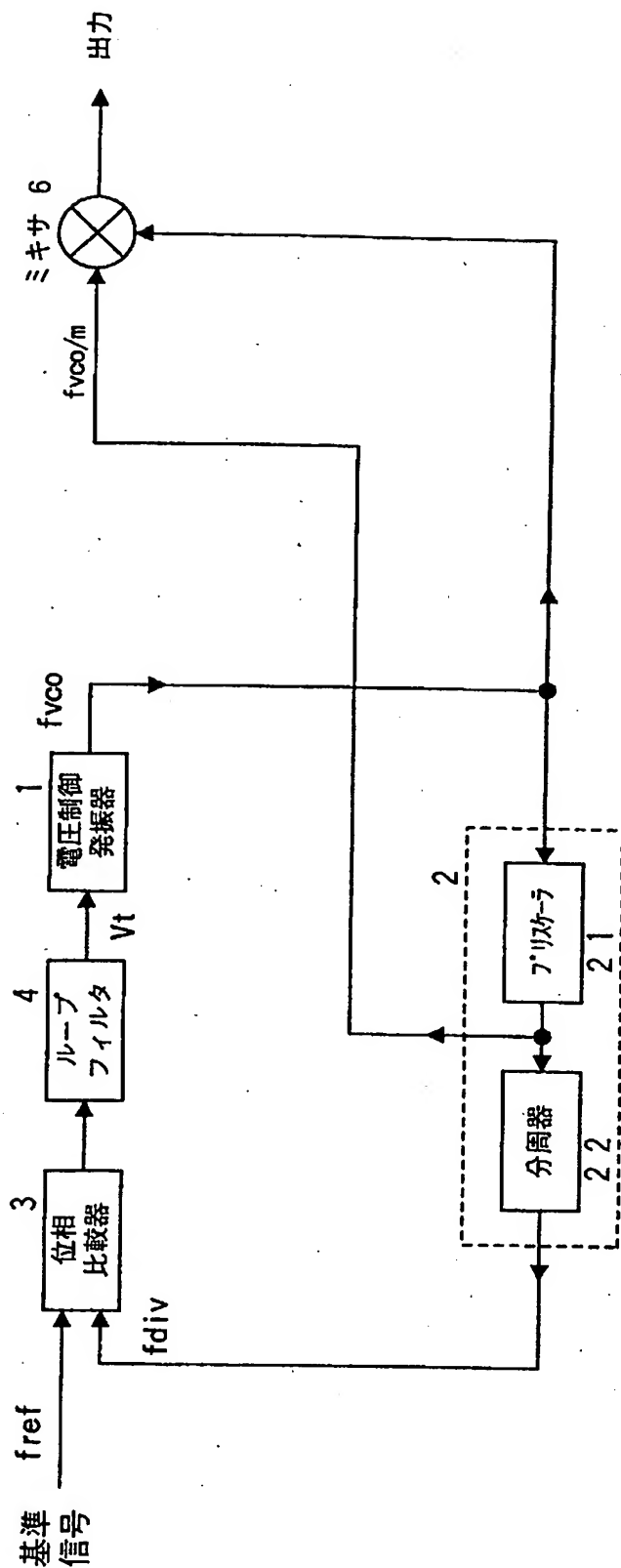
【図 1】



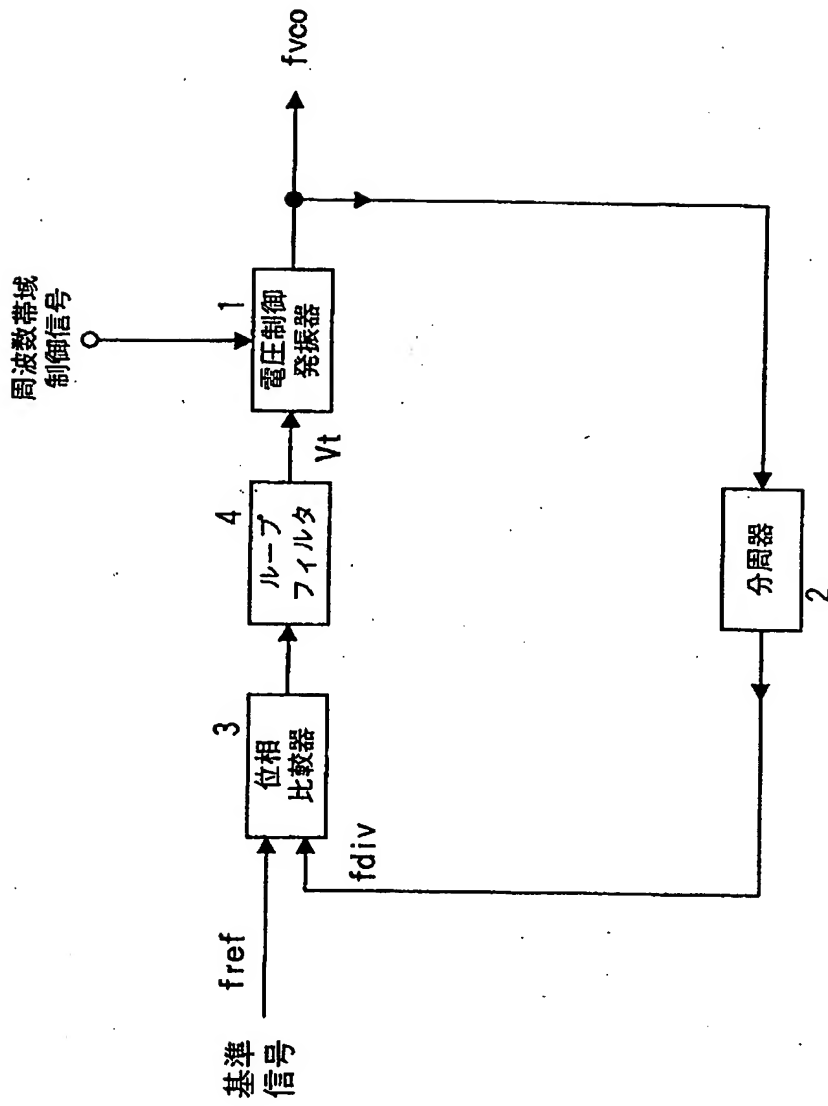
【図 2】



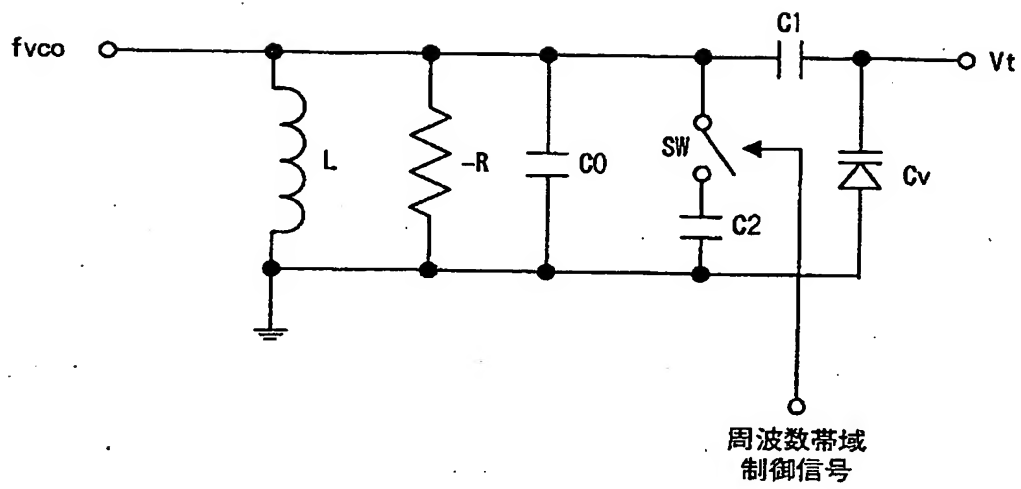
【図 3】



【図 4】



【図 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 周波数帯域を切り換えてもC/N特性が大きく変化することが無く、周波数帯域を広く切り換えることができる周波数シンセサイザを提供する。

【解決手段】 VCO1の出力の周波数を分周する分周器5と、この分周器の出力した信号とVCO1が出力した信号とをミキシングするミキサ6とを設ける。分周器5の分周比を変化させて出力信号の周波数帯域を変化させることができる。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住 所 大阪府門真市大字門真1006番地
氏 名 松下電器産業株式会社